INFORME CIENTIFICO DE BECA
INFORME FINAL ENTRENAMIENTO

APELLIDO: **SPERONI**

NOMBRES: **ABEL DAVID**

TITULO: **ING. ELECTRÓNICO**

CATEGORIA DE BECA: **ENTRENAMIENTO**

BECA DE ENTRENAMIENTO OTORGADA POR ACTA Nº: **1382 (01/12/2014)**

C.A.H: **Ingeniería, Tecnología Química, de los Alimentos, Tics y Otras Tecnologías**

LABORATORIO
DE ACÚSTICA
Y LUMINOTECNIA LAL

SISTEMA PARA MONITOREO DE RUIDO URBANO Y AMBIENTAL

LABORATORIO DE ACÚSTICA Y LUMINOTECNIA

COMISIÓN DE INVESTIGACIONES CIENTÍFICAS

BECA DE ENTRENAMIENTO 2014

BECARIO: SPERONI, ABEL DAVID

DIRECTORA DE TRABAJO: ING. NILDA S. VECHIATTI

COMISIÓN DE
INVESTIGACIONES CIENTÍFICAS

TABLA DE CONTENIDO

Objetivos 4
Introducción 4
Estación de Monitoreo para exteriores modelo 4921 4
Parte Superior 5
MIcrófono protegido con Cuarzo 5
Protección contra la lluvia 6
Preamplificador 6
Pantalla contra el Viento 6
Parte inferior 7
Caja resistente a la intemperie 7
Deshumidificador 8
Caja de control del micrófono para exteriores 9
Oscilador de Calibración 10
Convertidor 10
Fuentes de alimentación 10
Calibración y mantenimiento 11
Verificación del calibrador 11
Calibración del amplificador 12
Mantenimiento 12
Diseño e Implementación de Etapas de un Sistema de Medición de Parámetros 13
Pre amplificador PRM900C 13
Micrófono 2560 14
Fuentes de Polarización 15
Conversor Elevador 15
Proceso de diseño 21
Elección de los componentes para la fuente del PRM900C 24
Elección de los componentes para el 2560 28
Etapa de Acondicionamiento 30
Amplificador de Instrumentación AD620AN 32
Circuito Completo 36

Conclusiones..... 37

Bibliografía..... 37

OBJETIVOS

El objetivo de este proyecto es la iniciación en temas vinculados con el ejercicio de la Ingeniería Acústica como aplicación específica de la Ingeniería Electrónica.

Siguiendo este objetivo se llevaron a cabo distintas etapas de investigación, desde la recopilación y estudio de bibliografía relacionada con la introducción a la acústica y la electrónica de instrumentación, el estudio de principios de funcionamiento y puesta en marcha de instrumentos disponibles en el lugar de trabajo, hasta el diseño e implementación de etapas que forman parte de un sistema destinado a la medición y el registro de parámetros acústicos aplicado al monitoreo ambiental para caracterizar el ruido urbano y controlar la contaminación acústica.

INTRODUCCIÓN

Al ruido generado por la actividad humana, y su propagación en ambientes naturales y urbanos, incluido el ruido emitido por los medios de transporte y por la industria, se lo denomina ruido comunitario o ruido ambienta. Es percibido por los seres humanos en el interior de viviendas, de escuelas y de hospitales, así como en espacios públicos.

El ruido, en general, molesta al receptor, ya que produce un sentimiento de malestar, que afecta adversamente al individuo y, por tanto, su calidad de vida. Esto se contrapone con la definición de salud que da la Organización Mundial de la Salud, "La salud es un estado de completo bienestar físico, mental y social, y no solamente la ausencia de afecciones o enfermedades". En tal caso, resulta de interés el monitoreo de los niveles de ruido para controlar la contaminación acústica mediante el empleo de sistemas de registro y medición de ruido con capacidad para funcionar a la intemperie.

A continuación se describirán los estudios realizados la estación de monitoreo modelo "Outdoor Microphone Unit Type 4921" marca Brüel & Kjær.

Luego se detallará el proceso de diseño de los circuitos realizados. Entre ellos el sistema de polarización necesario para un micrófono de instrumentación modelo 2560 marca Larson-Davis y para un preamplificador modelo PRM900C de la misma marca.

ESTACIÓN DE MONITOREO PARA EXTERIORES MODELO 4921

El Laboratorio de Acústica y Luminotecnia LAL-CIC cuenta con un equipo para monitoreo de ruido ambiental que permite realizar mediciones en exteriores. Dicho equipo, marca Brüel &

Kjaer, modelo 4921, es denominado Outdoor Microphone Unit. Esta unidad permite enviar señales sonoras a un medidor de parámetros acústicos, bajo condiciones de entorno hostiles. Totalmente protegido contra viento, lluvia, nieve, polvo, sol, etc. Puede funcionar en el rango de 25ºC – 70ºC a cualquier nivel de humedad. Cuenta con un micrófono a capacitor tipo 4149 el cual está protegido contra la humedad y la corrosión con una lámina de cuarzo (0.7 um, 0.00003 in) sobre el diafragma. Tanto el micrófono como el preamplificador están dentro de una atmósfera de aire secado por cristales de silica gel. Cuenta con la posibilidad de realizar una calibración electro-acústica del micrófono hacia todas las salidas de señal disponibles.

Dicho sistema se encontraba en desuso y se requería la realización de un estudio con el objeto de conocer sus principios de funcionamiento y poder ponerlo en marcha. Para esto se estudió su principio de funcionamiento y se procedió a realizar un mantenimiento y calibración del equipo.

Este sistema se puede dividir en una parte superior y una parte inferior. En la parte superior se encuentran el micrófono, el preamplificador, la protección contra la lluvia y la pantalla contra el viento. La parte inferior está conformada por una caja resistente a la intemperie, en la cual se encuentran el deshumidificador, la caja de control del micrófono, el oscilador de calibración y el convertidor que suministra las tensiones de polarización.

A continuación se presenta una descripción de los componentes del sistema y del procedimiento para la calibración y mantenimiento del mismo.

PARTE SUPERIOR

MICRÓFONO PROTEGIDO CON CUARZO

Además de la lámina de cuarzo, el micrófono cuenta con un pasaje interno de aire hacia el deshumidificador de la parte inferior. Esto es necesario para evitar que la humedad del aire se condense dentro del micrófono. La cápsula está construída con una aleación con alto contenido de níquel y el diafragma de níquel puro (5 um).

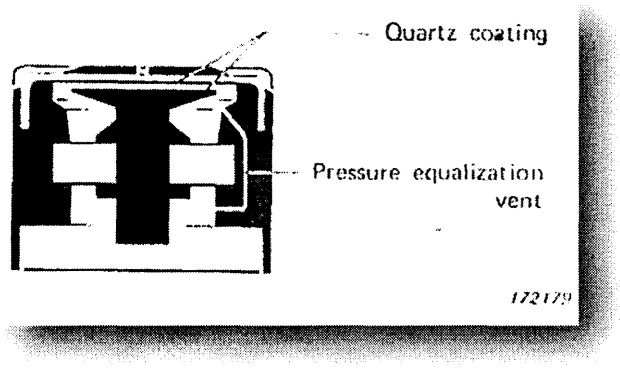

FIGURA 1 MICRÓFONO TIPO 4149

PROTECCIÓN CONTRA LA LLUVIA

Construido con acero inoxidable y teflón, este componente tiene incorporado un actuador electroestático y está atornillado en la punta del micrófono para ofrecer protección y mejorar la respuesta omnidireccional por debajo de 12khz. El actuador electroestático permite la calibración del sistema desde el movimiento del diafragma hasta la señal de salida. Se puede activar tanto con presionando un botón del panel de control como poniendo a tierra uno de los pines de dicho panel. Este produce una vibración en el diafragma del micrófono equivalente a una presión de nivel sonoro de 90dB a 1khz. El conjunto micrófono-protector fueron montados de manera inseparable, con lo que no se recomienda su desarmado.

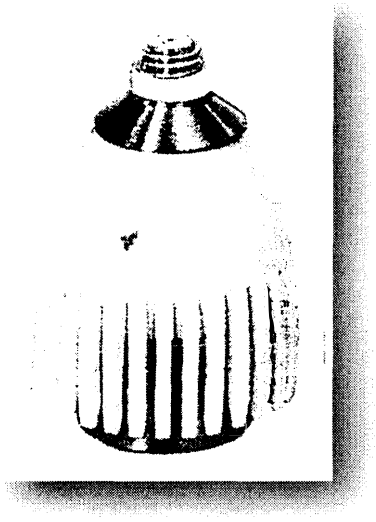

FIGURA 2 PROTECCIÓN CONTRA LA LLUVIA

PREAMPLIFICADOR

Tanto el micrófono como el protector de lluvia están unidos directamente al preamplificador. Algunos de sus componentes se encuentras en la parte superior del deshumidificador.

También posee un elemento calentador, el cual agrega protección extra contra la humedad. Este necesita un mínimo de 6 y un máximo de 12 volts DC. Se encuentra aislado de las otras partes del 4921, con lo que la polaridad no es importante. Sus terminales en la caja de control son el "15" y el "16". Si se usa batería externa, se puede suministrar el voltaje requerido uniendo los terminales del calentador con los terminales +ExtBatt "9" y –ExtBatt. "10". Tener en cuenta que el POWER SELECTOR no deshabilita el calentador aunque este esté en Off.

PANTALLA CONTRA EL VIENTO

Esta hecha de una esponja de poliuretano poroso preparado especialmente. Logra atenuar el ruido del viento aproximadamente 15dB y tiene una influencia mínima sobre las características de frecuencia y dirección del micrófono. En condiciones de lluvia, la respuesta

en frecuencia difiere sólo ±0.5dB por encima de los 9kHz, en comparación con la respuesta si el protector está seco.

Tres alambres de acero sostienen la pantalla y sobresalen en la parte superior como puntas para prevenir el aterrizaje de pájaros.

El hecho de que su estructura no tenga partes soldadas, provee gran estabilidad mecánica a largo plazo. En su interior, tiene un hueco de forma cónica que hace que en su parte superior sea más gruesa. Esto mejora la protección contra la lluvia y atenuación del ruido del viento.

El micrófono y el preamplificador se insertan en un anillo cónico de plástico en la base del protector y se aseguran con un tornillo.

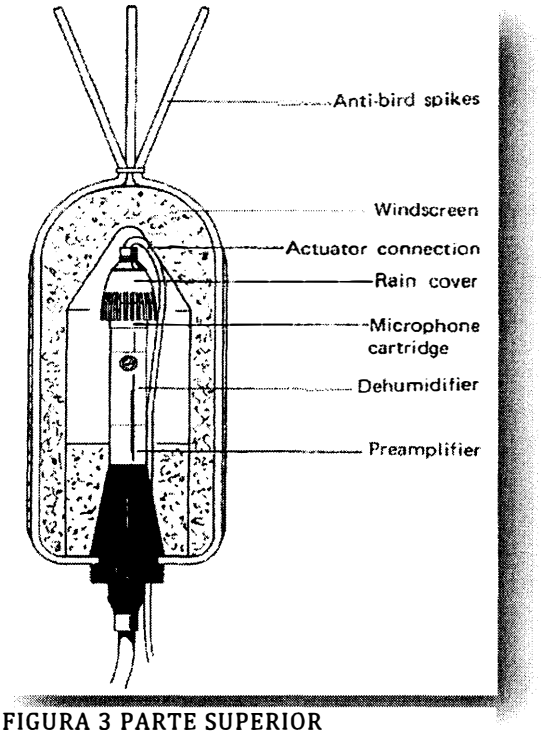

FIGURA 3 PARTE SUPERIOR

PARTE INFERIOR

CAJA RESISTENTE A LA INTEMPERIE

Hecha de aluminio fundido, fue diseñada para minimizar reflexiones que alteren el campo sonoro alrededor del micrófono. La caja se encuentra sellada para proteger el contenido contra el clima y toda ventilación de aire y cuando está cerrada funciona como un contenedor hermético. La entrada para cables está ubicada en la parte inferior como un resguardo adicional.

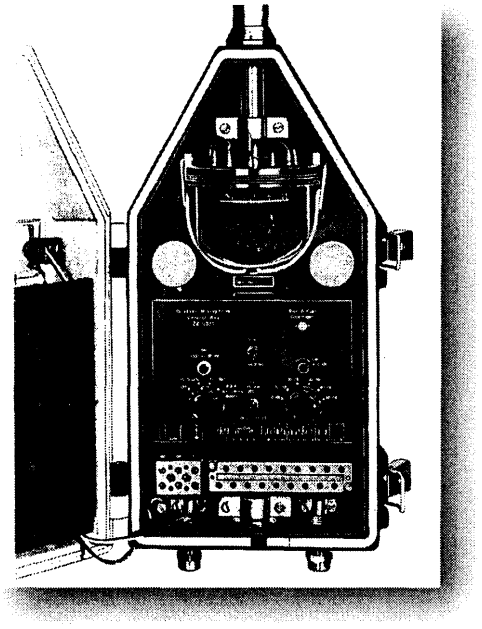

FIGURA 4 CAJA RESISTENTE A LA INTEMPERIE

DESHUMIDIFICADOR

Desde la base del preamplificador, un tubo de 40cm de acero inoxidable une el micrófono y los accesorios con la caja principal. Este encierra todos los cables del preamplificador y del actuador electroestático y simultáneamente forma el pasaje de aire para la igualación de presión de micrófono. Este pasaje de aire termina en un frasco cerrado con cristales de silica gel, el cual ventila el interior de la caja a través de un tubo fino. Este arreglo de componentes constituye el deshumidificador y asegura que las variaciones a largo plazo de presión provocadas por cambios en la temperatura y presión ambientales sean ecualizadas con aire seco. El frasco se puede ver desde el exterior a través de una ventana en la caja ya que el color da una indicación de la humedad presente. Los 75g de gel serían suficientes para dar protección por al menos tres años.

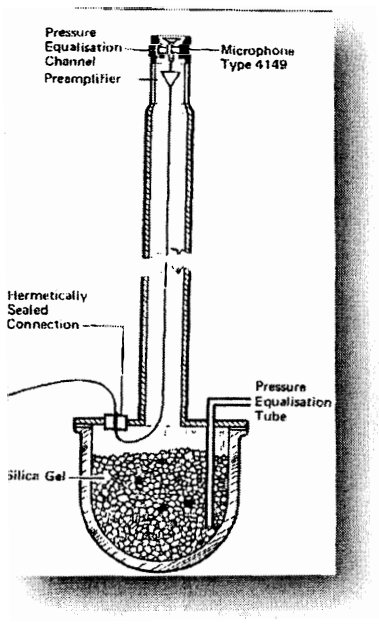

FIGURA 5 DESHUMIDIFICADOR

CAJA DE CONTROL DEL MICRÓFONO PARA EXTERIORES

La señal de salida del micrófono es llevada a través del amplificador al terminal Preamp Output (Z < 50Ω) y a un filtro A-Ponderado en la caja de control. A su vez, dicha señal, filtrada o no, puede pasar por una etapa amplificadora. Esta etapa cuenta con dos controles: uno con paso de 10dB y rango 0-60dB y el otro con paso continuo de 0-10dB para ajustes finos. Del amplificador se puede tomar su salida directamente a través del terminal Amp. Output (Z < 1Ω), o a través de un transformador con la ventaja de tener una salida balanceada (50 ó 200Ω).

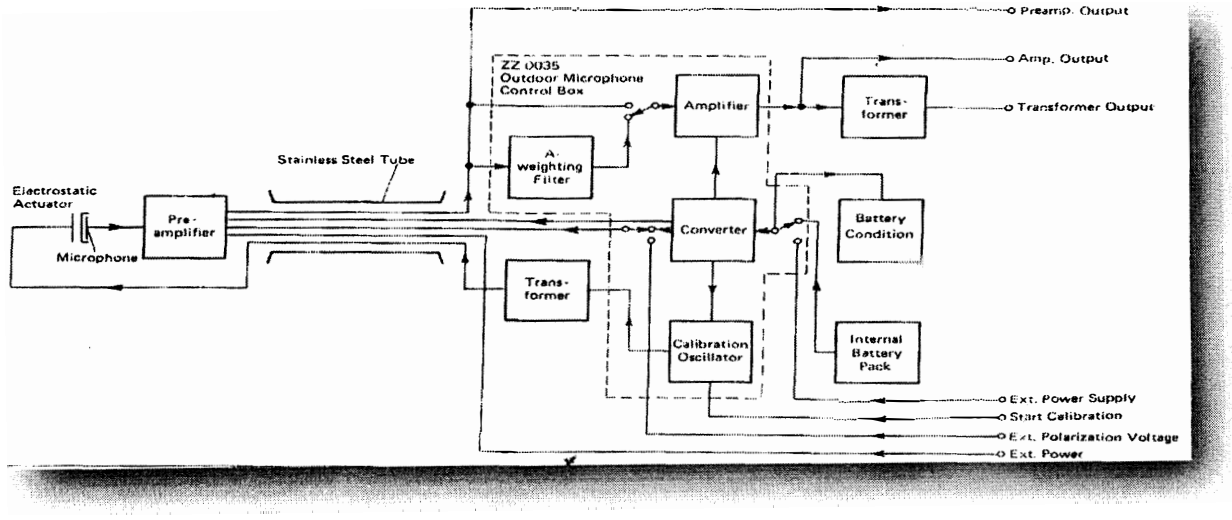

FIGURA 6 DIAGRAMA EN BLOQUES DEL CONTROL

OSCILADOR DE CALIBRACIÓN

El oscilador genera una señal de 500Hz y 4.9V RMS, la cual a través de un autotransformador de relación 44:1 es elevada a los 215V requeridos para manejar el actuador electroestático. La atracción electroestática causa una duplicación de frecuencias (debido a que es proporcional al cuadrado de la diferencia de voltaje) en el diafragma del micrófono, dando por resultado una señal de 1kHz y 90dB SPL a la salida del mismo. La calibración se puede llevar a cabo tanto presionando el botón REF, o a distancia llevando el terminal Cal. Start "11" a tierra, es decir, conectándolo con el terminal Ground "7".

CONVERTIDOR

Suministra los voltajes requeridos para cada uno de los componentes. Puede dar tanto 200V (para uso habitual) como 28V (para campos con intensidad de ruido alrededor de 140dB) al micrófono. La segunda opción reduce la sensibilidad pudiendo medir hasta 160dB.

FUENTES DE ALIMENTACIÓN

Se necesitan 12V DC, los cuales se pueden obtener de distintas maneras. La caja principal cuenta con un voltímetro para controlar el estado de batería el cual se puede visualizar desde la ventana de vidrio.

Mediante 8 pilas alcalinas IEC LR 20 (tipo D) conectadas al soporte de plástico en la caja principal. De esta forma se tendría que poder trabajar 120 horas seguidas. Un consejo es no conectar el calentador cuando se usen las baterías internas.

Mediante una batería externa (12V 100mA), por ejemplo de auto. Esto permitirá mayores períodos de trabajo continuo y el uso del calentador. Los cables positivo y negativo deben conectarse a las terminales +ExtBatt "9" y –ExtBatt. "10" respectivamente. El POWER SELECTOR debe indicar "Ext. Batt." o bien "B & K MicrophoneSupply".

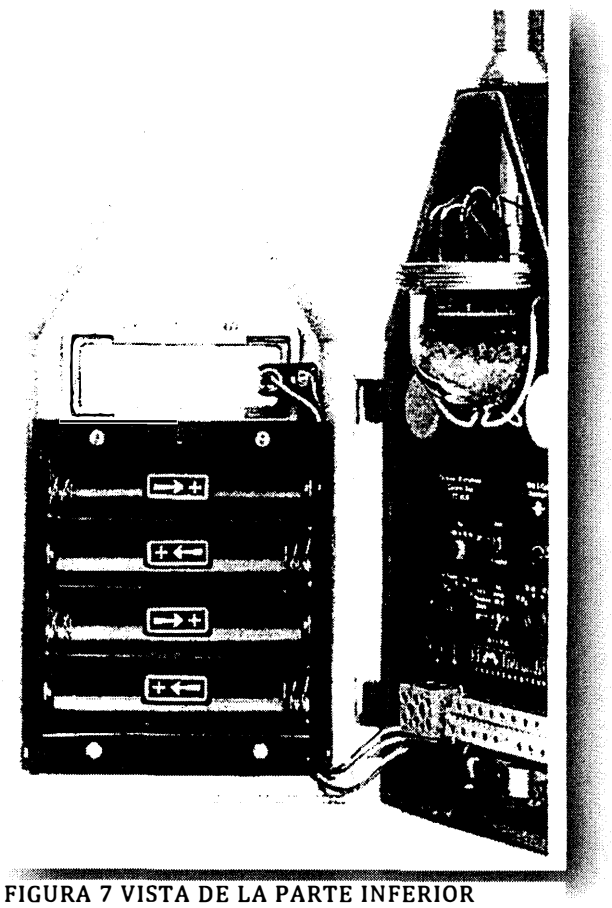

FIGURA 7 VISTA DE LA PARTE INFERIOR

CALIBRACIÓN Y MANTENIMIENTO

VERIFICACIÓN DEL CALIBRADOR

Antes de realizar el proceso de calibración, es necesario comprobar que el oscilador se encuentre en buenas condiciones. Para esto se debe medir la señal que entrega el sistema si se le inyecta la señal de calibración:

1. Conectar el terminal Preamp. Output "13" a la entrada positiva de un voltímetro y el terminal Ground "7" a la tierra del mismo.
2. Seleccionar alcance 10mv RMS.
3. En el 4921, seleccionar 200V en la llave Pol. Voltage.
4. Presionar el botón REFERENCE BUTTON y observar la medida (el nivel de ruido ambiental no debe superar los 78dB).

El voltaje medido debe coincidir con el voltaje esperado el cual debe ser calculado a partir de las características propias del micrófono.

En este caso, el micrófono utilizado es el 4149, un modelo antiguo, el cual tiene su equivalente en la actualidad llamado 4191, y su sensibilidad es de 12.5mV/Pa.

El cálculo es el siguiente:

Sensibilidad: 12.5mV/Pa

Nivel de señal de calibración: 90dB SPL

$$90dB = 20log\left(\frac{P}{20\mu Pa}\right) \rightarrow P = 0.633Pa$$

Pérdidas típicas en el preamplificador: -0.4dB

$$-0.4dB = 20 * log(Perdidas) \rightarrow Pérdidas = 0.95$$

Voltaje esperado:

$$V = 0.95 * 12.5mV/Pa * 0.633Pa = 7.53mV$$

Según los datos de fábrica, el valor medido no debería alejarse más que un $\pm 6\%$ del valor esperado.

Voltaje esperado: $V = 7.53mV \pm 0.4518mV$

El resultado de esta verificación fue que el calibrador se encontraba en buenas condiciones.

CALIBRACIÓN DEL AMPLIFICADOR

El objetivo de esta calibración es configurar la ganancia del amplificador y así alcanzar un nivel adecuado de señal para cada aplicación.

Dado que la señal de calibración tiene una frecuencia de 1kHz, esta calibración se puede realizar también con el filtro de ponderación activado, ya que su respuesta a esta frecuencia es de 0dB.

1. Conectar el terminal Amp. Out "8" al positivo de un voltimetro, y el terminal Ground "7" a la tierra del mismo.

2. Seleccionar alcance de 10mV-10V si la llave Pol. Voltage está en 200V, o 3mV-3V si está en 28V.

3. Presionar el botón REFERENCE BUTTON y ajustar la ganancia del amplificador (primero con el de paso 10dB y luego un ajuste fino con el potenciómetro) hasta que la medida del voltímetro sea lo más cercana al nivel pretendido para una señal de 90dB.

MANTENIMIENTO

SILICA GEL

Es muy importante mantener los cristales dentro del frasco de vidrio. La cantidad de humedad presente en ellos se ve reflejada en el color. Cuando están perfectamente secos, su color es de un azul profundo. Cuando se van humedeciendo, se tornan rosa. Es en ese momento cuando deben ser secados o reemplazados.

Para abrir el frasco, simplemente se debe tirar la pinza de resorte y retirar el frasco por debajo.

Se pueden secar colocando el frasco con los cristales dentro de un horno (alrededor de 150ºC) hasta que retomen el color azul. Cuando estén totalmente secos, dejar que se enfríen a temperatura ambiente antes de colocarlos de nuevo en el 4921.

PROTECTOR DE VIENTO

Este es el elemento más susceptible a ensuciarse. Si no se limpia, la pantalla puede bloquearse afectando las características omnidireccionales del 4921.

Se debe lavar en una solución de agua caliente y detergente común, enjuagar y dejar secar antes de colocarse nuevamente.

Para extraer el protector:

1. Desatornillar el anillo bloqueador ubicado en la base del protector.
   Levantar y remover el protector.

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ETAPAS DE UN SISTEMA DE MEDICIÓN DE PARÁMETROS

A continuación se detallará el proceso de diseño de etapas necesarias para poner en marcha un sistema de medición de parámetros acústicos a partir de un micrófono a capacitor modelo 2560 marca Larson-Davis y un preamplificador PRM900C de la misma marca, instrumentos disponibles en el lugar de trabajo. Entre las etapas diseñadas se encuentran las fuentes de polarización para el pre amplificador y el micrófono mencionados anteriormente y una etapa de adaptación para llevar a la señal de audio al nivel de línea. Esto incluye: especificaciones del pre y del mic, elección del circuito de fuente, información teórica sobre fuentes de switching, elección de los componentes y detalle de los mismos, detalles sobre la fabricación y puesta en marcha.

Una de las principales premisas para realizar este proyecto fue que el sistema fuese portátil. Teniendo en cuenta esto fue que se eligió una tensión de entrada de 12V que puede suministrarse con una batería. Para este proyecto se utilizó el modelo WKA12-7F que produce 12V y una carga eléctrica de 7Ah.

PRE AMPLIFICADOR PRM900C

Es un pequeño preamplificador, robusto y optimizado para realizar mediciones acústicas con micrófonos a condensador de precisión convencionales de media pulgada. Es compatible con micrófonos de medición como se define en la norma internacional IEC 61094. Está basado en un amplificador de precisión de muy alta impedancia de entrada. Se permite su uso con los siguientes micrófonos que requieren una tensión de polarización: 2520, 2541, 2540, 2570, 2530, 2559, 2560, 2575, 2620 y 2640. También se pueden utilizar micrófonos con pre polarización. Se pueden conectar micrófonos de otros tamaños utilizando el adaptador adecuado. Se encuentra encapsulado en una estructura de acero inoxidable para minimizar la sensibilidad a las vibraciones y aumentar su resistencia y durabilidad.

TABLA 1 CARACTERÍSTICAS DEL PRM900C

Modelo	Respuesta en frecuencia	Impedancia de entrada	Impedancia de salda	Alimentación
LD PRM900C	4Hz a 126kHz (+/- 0.5dB)	10GΩ, 5pF	50Ω	Dual: +/- 10V a +/- 18V @ 1.7mA Simple: +20V a +35V @ 1.7mA
Ruido (con un micrófono de ½")	**Ganancia**	**Dimensiones**	**Temperatura**	**Cables disponibles**
A-ponderado: <2.5uV rms Lineal (20-20kHz): <4.2uV rms	-0.08dB (Típico)	Diámetro: 12.7mm Largo: 124.5mm Peso: 59g	Operación: -40ºC a +65ºC	Cables de 6 pies (EXC006) a cables de 200 pies (EXC200)

Como se ve en la tabla anterior, la polarización se puede hacer de dos maneras. Una es dual de ±10V a ±18V, mientras que la otra opción es simple de 0V a un rango de 20V a 35V.Para este proyecto se eligió la última opción.

Cuenta con un conector de 5 pines modelo TB5F marca Switchcraft como se muestra en la siguiente imagen:

TABLA 2 PINES DEL CONECTOR TB5F

Pines	
1	Tierra de Señal
2	Entrada de Señal
3	Tierra de Alimentación
4	Polarización Micrófono
5	Polarización Preamplificador

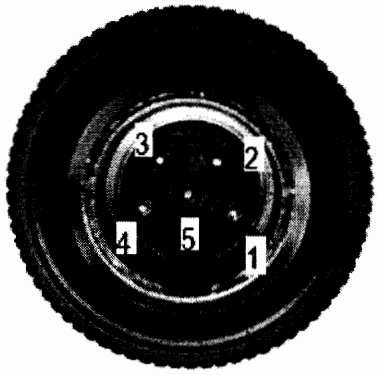

FIGURA 8 CONECTOR TB5F

Para reconocer los distintos modelos de este terminal, a continuación se muestra el significado de cada carácter en el nombre del modelo:

TB5F: |T| |B (Chasis) A (Cable)| |5 (Cantidad de Pines)| |F (Hembra) M (Macho)|

El fabricante recomienda el uso de cables de extensión de la línea EXC.

MICRÓFONO 2560

Este es un micrófono a capacitor de media pulgada e incidencia aleatoria diseñado con una alta sensibilidad para ser usado en mediciones de bajo nivel. Presenta una buena estabilidad térmica, un parámetro importante en este tipo de micrófonos. Es apropiado para usarse con medidores de nivel sonoro como figura en la norma IEC 60651 Type 1 y la ANSI S1.4-1983 Type 1.

A continuación se muestra una tabla con los principales parámetros del dispositivo. Se puede apreciar que necesita una polarización de 200V de continua.

TABLA 3 CARACTERÍSTICAS DEL 2560

Modelo 2560		
Diámetro Nominal		½ inch
Respuesta en Frecuencia Circuito Abierto (+/-2dB)		2.6Hz a 10kHz
Sensbilidad a Circuito Abierto(-3dB)		45.2mV/Pa (-26.9 +/- 1.1dB re: 1V/Pa)
Frecuencia de Corte Inferior (-3dB)		1Hz a 2Hz
Ruido Térmico		15dB
Límite de Distorsión (3%)		>146dB re: 20uPa @ 100Hz
Frecuencia de Resonancia del Diafragma		11kHz (90º de margen de fase)
Voltaje de Polarización		200V
Capacidad en polarización (250Hz)		21pF
Coeficiente de Temperatura		+0.006dB/ºC (-10ºC a +50ºC)
Volumen de Aire Equivalente		45mm^3
Estabilidad a Largo Plazo Esperada		>1000 años/dB @ 20ºC
Influencia de Vibraciones		62dB re: 20uPa cuando se aplica 1m/s^2 de vibración axial
Influencia de Campos Magnéticos		2dB re: 20uPa @ 60Hz, Campo 80 A/m
Influencia de Humedad		<0.1 dB, 0% a 95% RH, sin condensación
Influencia de Presión Estática		-0.007dB/kPa
Diámetro		
	Con Grilla	13.2mm (0.52 in)
	Sin Grilla	12.7mm (0.50in)
Peso		
	Con Grilla	16.3mm (0.64in)
	Sin Grilla	15.5mm (0.61in)
Rosca para Montaje de Preamplificador		11.7mm-60 UNS (0.4606-60 UNS)

FUENTES DE POLARIZACIÓN

Se propuso para este proyecto la realización de un "Conversor Elevador" tanto para el preamplificador como para el micrófono, debido a su simple implementación con pocos componentes, su alta eficiencia y la posibilidad de llegar a los niveles de tensión requeridos a partir de 12V.

CONVERSOR ELEVADOR

Un conversor elevador es un convertidor DC-DC en el cual la tensión de salida es siempre mayor a la tensión de entrada. Su funcionamiento se basa en aperturas y clausuras periódicas de un interruptor electrónico. A continuación se muestra un esquema básico del circuito:

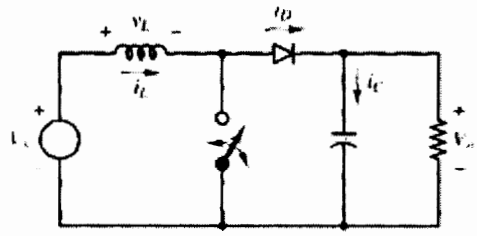

FIGURA 9 CONVERSOR ELEVADOR

ANÁLISIS DEL CIRCUITO

Las consideraciones de análisis son:

- Se trabaja en régimen permanente (La corriente en la bobina es permanente, siempre positiva).
- El período de conmutación es T y el interruptor está cerrado un tiempo DT y está abierto un tiempo (1-D)T.
- El capacitor es muy grande y la tensión de salida se mantiene constante a un valor V_o.

Con el interruptor cerrado:

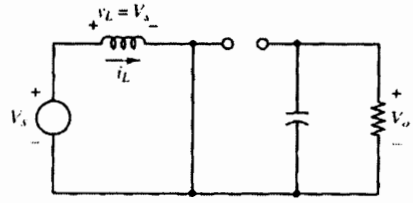

FIGURA 10 INTERRUPTOR CERRADO

En esta condición, el diodo se polariza en inversa, por lo que se representa como un circuito abierto. Se analiza la tensión sobre el inductor:

$$v_L = V_s = L\frac{di_L}{dt}$$

Dado que Vs es una tensión continua (en nuestro caso 12V), se ve que la derivada con respecto al tiempo, es decir la variación de la corriente sobre el inductor, es una constante positiva, por lo que se deduce que mientras el interruptor esté cerrado, la corriente sobre la bobina aumentará linealmente.

Este aumento o variación se calcula teniendo en cuenta que el tiempo de clausura del interruptor es $\Delta t_{cerrado} = DT$:

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_s}{L}(\Delta i_L)_{cerrado} = \frac{V_s DT}{L}$$

Con el interruptor abierto:

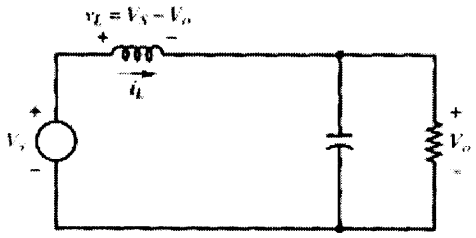

FIGURA 11 INTERRUPTOR ABIERTO

En esta situación, *la corriente de la bobina no puede variar de forma instantánea, por lo que el diodo se polariza en directa para proporcionar un camino a la corriente del inductor.* Es por eso que se representa como un cortocircuito. Analizando la tensión sobre el inductor:

$$v_L = V_s - V_o = L\frac{di_L}{dt}$$

Suponiendo a V_o constante, otra vez la variación de la corriente en la bobina será una constante, sólo que esta vez, a partir del hecho de que la tensión de salida es mayor a la de entrada para un conversor elevador en funcionamiento permanente, esta constante será negativa. El inductor presentará un decremento lineal de su corriente. Para calcularlo se tiene en cuenta que el tiempo que dura la apertura del interruptor es$\Delta t_{abierto}$= (1-D)T:

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{V_s - V_o}{L}(\Delta i_L)_{abierto} = \frac{(V_s - V_o)(1-D)T}{L}$$

En régimen permanente, es necesario que la corriente en la bobina sea la misma al final y al principio de cada ciclo de conmutación, por lo que la variación neta de la corriente del inductor en un período, deberá ser cero. Para ello se debe cumplir:

$$(\Delta i_L)_{cerrado} + (\Delta i_L)_{abierto} = 0 \qquad \frac{V_s DT}{L} + \frac{(V_s - V_o)(1-D)T}{L} = 0$$

$$\boldsymbol{V_o = \frac{V_s}{1-D}}$$

Cuando el ciclo de trabajo sea cero (interruptor siempre abierto) la tensión de salida será igual a la tensión de entrada. Cuando en cambio el ciclo de trabajo sea uno (interruptor siempre cerrado) la tensión de salida se irá a infinito (caso ideal).

ALGUNAS RESTRICCIONES

Para analizar la corriente que debe soportar la bobina, se propone que la potencia de entrada sea la misma que la potencia de salida:

$$P_o = \frac{V_o^2}{R} = \frac{(\frac{V_s}{1-D})^2}{R} = P_i = V_s I_L \quad ; \quad I_L = \frac{V_s}{(1-D)^2 R}$$

$$I_{max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} + \frac{V_s DT}{2L} \quad ; \quad I_{min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} - \frac{V_s DT}{2L}$$

Todo el análisis anterior se hizo suponiendo que la corriente en el inductor es permanente y siempre positiva, por lo que I_{min}=0 será una restricción al momento de elegir el valor de L. A su vez la bobina deberá soportar la corriente eficaz, y no deberá saturarse en I_{max}. Tomando T=1/f:

$$I_{min} = 0 = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} - \frac{V_s DT}{2L_{min}} \quad ; \quad \frac{V_s}{(1-D)^2 R} = \frac{V_s DT}{2L_{min}} = \frac{V_s D}{2L_{min} f}$$

$$L_{min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f}$$

También se supuso que la tensión de salida era constante, por lo tanto el condensador de salida tendría capacidad infinita. Un valor de capacidad finito provoca un ripple de tensión a la salida. El cálculo de esta variación será un parámetro de diseño que influirá al momento de elegir el valor de dicho capacitor. A su vez, el condensador deberá soportar la tensión pico de salida. A continuación se muestra una gráfica de la corriente sobre este componente en función del tiempo y los cálculos asociados:

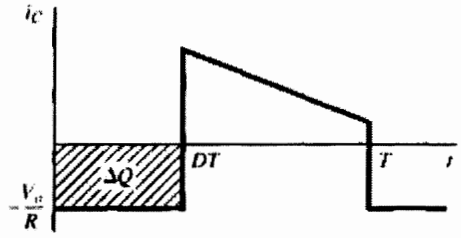

FIGURA 12 CORRIENTE SOBRE EL CAPACITOR

$$|\Delta Q| = \int_0^{DT} i_C = \left(\frac{V_o}{R}\right) DT = C\Delta V_o \quad ; \quad \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf}$$

Algunas consideraciones de diseño: observar que al aumentar la frecuencia, el tamaño necesario del capacitor de salida para limitar el ripple será menor, al igual que el valor de la inductancia mínima para mantener una corriente permanente. El problema que traen las altas frecuencias es la pérdida de potencia en los interruptores. Otras cosas a tener en cuenta son que el interruptor y el diodo deberán soportar la tensión máxima cuando estén desactivados y la corriente máxima cuando estén activados. No deben superarse los valores nominales de temperatura, por lo que posiblemente será necesario utilizar un disipador de calor.

EFECTOS NO IDEALES EN EL FUNCIONAMIENTO

RESISTENCIA EN EL CONDENSADOR: EFECTO EN EL RIZADO

Para dar un resultado más real del ripple de salida, se modela al capacitor con una resistencia en serie (ESR) y una inductancia en serie (ESL). Esta última no influye para frecuencias de conmutación bajas, pero puede ser significativa para frecuencias mayores a 300kHz.

El ripple debido a la ESR suele ser mayor que el producido por la capacidad. Se puede calcular determinando la corriente sobre el capacitor, suponiéndolo ideal. A partir de esto se calcula el ripple debido a r_C:

$$\Delta V_{o,ESR} = \Delta i_C r_C$$

Para el estudio del peor caso, este rizado se suma al del caso ideal. En general hay que elegir al capacitor en función de la ESR, en lugar de basarse sólo en la capacidad, ya que este último valor en general es el determinante del valor final del rizado.

RESISTENCIA DE LA BOBINA

A continuación se verá el efecto de la resistencia del inductor sobre la tensión de salida y el rendimiento del circuito. Recordar que el inductor se debe diseñar para tener la menor resistencia en serie, mínimas pérdidas de potencia y rendimiento máximo.

Para investigar el efecto en la tensión de salida debido a la resistencia en serie r_L del inductor, se supondrá que la corriente en dicha bobina es constante. La corriente de la fuente es igual a la corriente de la bobina. La corriente en el diodo es igual a la corriente en la bobina cuando el interruptor está abierto, y es nula cuando el interruptor está cerrado. Se toma a la corriente media en el diodo igual a la corriente media en la carga igual a:

$$I_D = I_L(1-D) = \frac{V_o}{R} I_L = \frac{I_D}{1-D} = \frac{V_o}{R(1-D)}$$

La potencia entregada debe ser igual a la potencia sobre la carga más las potencias de pérdida. Tomando como única pérdida a la que se disipa en r_L:

$$P_s = P_o + P_{r_L} \quad ; \quad V_s I_L = V_o I_D + {I_L}^2 r_L = V_o I_L(1-D) + I_L^2 r_L$$

Despejando V_s:

$$V_s = V_o I_L(1-D) + \frac{V_o r_L}{R(1-D)}$$

Con esta última ecuación se calcula la relación entre la tensión de salida y la tensión de entrada teniendo en cuenta el efecto causado por la resistencia en serie de la bobina:

$$V_o = \left(\frac{V_s}{1-D}\right)\left(\frac{1}{1+\frac{r_L}{R(1-D)^2}}\right)$$

Se ve que la relación mantiene su forma ideal con el agregado de un factor de corrección. A continuación se muestra un gráfico comparativo del caso ideal y teniendo en cuenta la resistencia serie de la bobina. Se ve que para ciclos de trabajo menores al 50% este efecto no es importante:

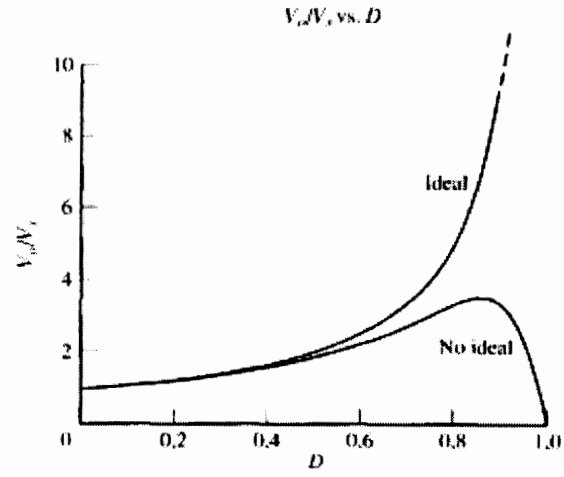

FIGURA 13 COMPARACIÓN CON Y SIN RESISTENCIA SERIE EN LA BOBINA EN LA RELACIÓN DE TRANSFORMACIÓN

Esta pérdida de potencia también influye en el rendimiento energético el cual es la relación entre la potencia de salida y la potencia de entrada. A continuación se muestra como queda expresado este rendimiento y un gráfico comparativo. Al igual que antes se ve que la diferencia con el caso ideal toma importancia cuando se aumenta el ciclo de trabajo:

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{pérdidas}} = \frac{V_o^2/R}{V_o^2/R + I_L^2 r_L} = \frac{1}{1 + \frac{r_L}{R(1-D)^2}}$$

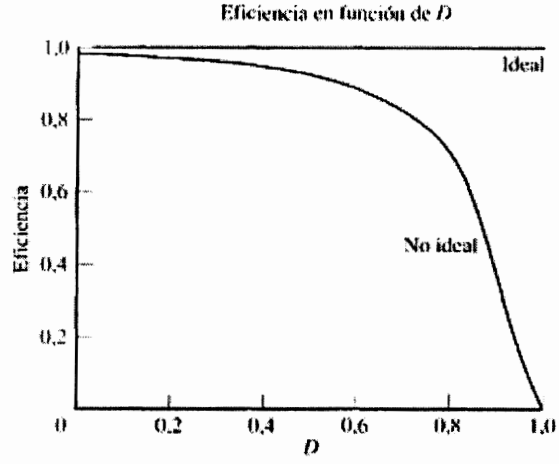

FIGURA 14 COMPARACIÓN CON Y SIN RESISTENCIA SERIE EN LA BOBINA EN LA EFICIENCIA

CAÍDAS DE TENSIÓN EN LOS INTERRUPTORES Y PÉRDIDAS DE CONMUTACIÓN

Los cálculos anteriores se hicieron suponiendo que los interruptores eran ideales. Las caídas de tensión en los transistores y diodos cuando están conduciendo pueden afectar significativamente el funcionamiento del conversor, en especial cuando las tensiones de entrada y salida son bajas.

Asimismo se producen pérdidas adicionales en los interruptores cuando conmutan entre los estados de corte y saturación. Estas pérdidas dependen de la frecuencia, y cuanto más alta sea esta mayores serán las pérdidas de conmutación.

Este tipo de pérdidas se explicarán más detalladamente en el estudio del regulador switching integrado que se utilizó en el circuito.

PROCESO DE DISEÑO

Para el diseño del conversor elevador del pre amplificador, la primera idea fue implementar el interruptor mediante un transistor MOSFET controlado desde el Gate por un oscilador.

CIRCUITO INTERRUPTOR

Se utilizó un oscilador integrado de precisión modelo NE555 marca Texas Instruments en su configuración astable, la cual permite modificar el ciclo de trabajo mediante un juego de resistencias, y un transistor MOSFET modelo IRF840 de la marca Fairchild Semiconductors como llave.

Se eligió 30kHz como valor para la frecuencia de conmutación, ya que es un valor superior al rango auditivo. Se tomó como tensión de salida 30V, un valor intermedio en rango de posibles tensiones ($20V<V_{out}<35V$). A partir de este último valor se calculó el ciclo de trabajo necesario. Los valores de R_A, R_B y C se eligieron siguiendo las ecuaciones que proporciona la hoja de datos del integrado. A continuación se muestran dichos cálculos y un esquema del circuito propuesto:

$$D = \frac{V_o - V_s}{V_o} = 0.6$$

$$\begin{cases} R_A + 2R_B = \dfrac{1.44}{fC} \\ R_A(D-1) + R_B(2D-1) = 0 \end{cases} \qquad R_A = 960\Omega \;;\; R_B = 1920\Omega$$

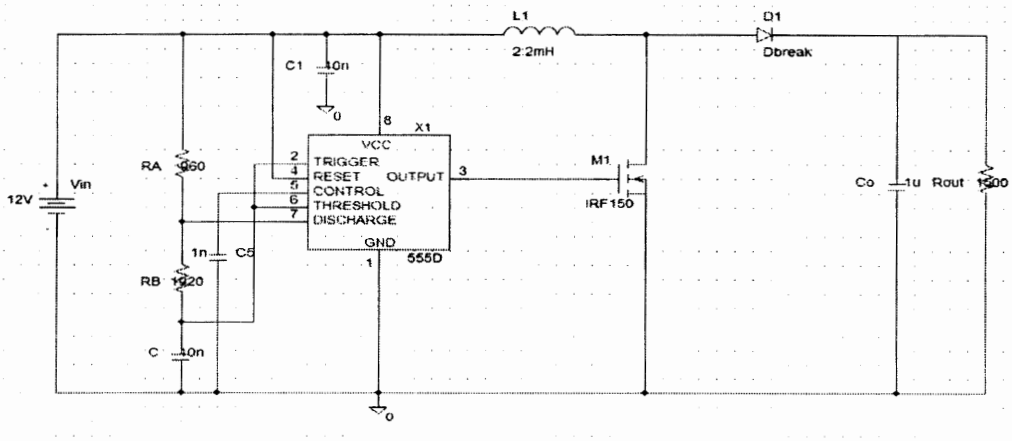

FIGURA 15 CONVERSOR ELEVADOR A PARTIR DEL NE555

Este circuito fue descartado por falta de regulación de la tensión de salida. Además este esquema no cuenta con ningún tipo de realimentación, lo que lo hace inestable. Se inició la búsqueda de un regulador switching integrado, dado que estos circuitos incluyen la realimentación necesaria en su interior. El chip elegido fue el modelo LT1172 de la marca Linear Technologies. Este regulador fue utilizado tanto para la fuente de alimentación del pre amplificador como para la del micrófono.

LT1172 REGULADOR SWITCHING DE ALTA EFICIENCIA

Este dispositivo es un regulador switching monolítico de alta potencia. Puede ser usado en la mayoría de las configuraciones estándar de switching, incluidas buck, boost, flyback, forward, inversora y "cuk". Se incluye un switch de alta corriente y alta eficiencia junto con la circuitería del oscilador, control y protección. Se encuentra en el formato estándar de 5 pines TO-3 o TO-220 como así también en el formato de 8 pines.

Opera con voltajes de entrada desde 3V hasta 60V, derivando sólo 6mA de corriente. Puede entregar potencia a la carga hasta 100W sin dispositivos de potencia externa. Utiliza un mecanismo de anti saturación para poder manejar un gran rango de corrientes de carga sin deteriorar la eficiencia.

FUNCIONAMIENTO

Se muestra en la siguiente figura un diagrama en bloques del LT1172 y luego una explicación general del funcionamiento de este chip:

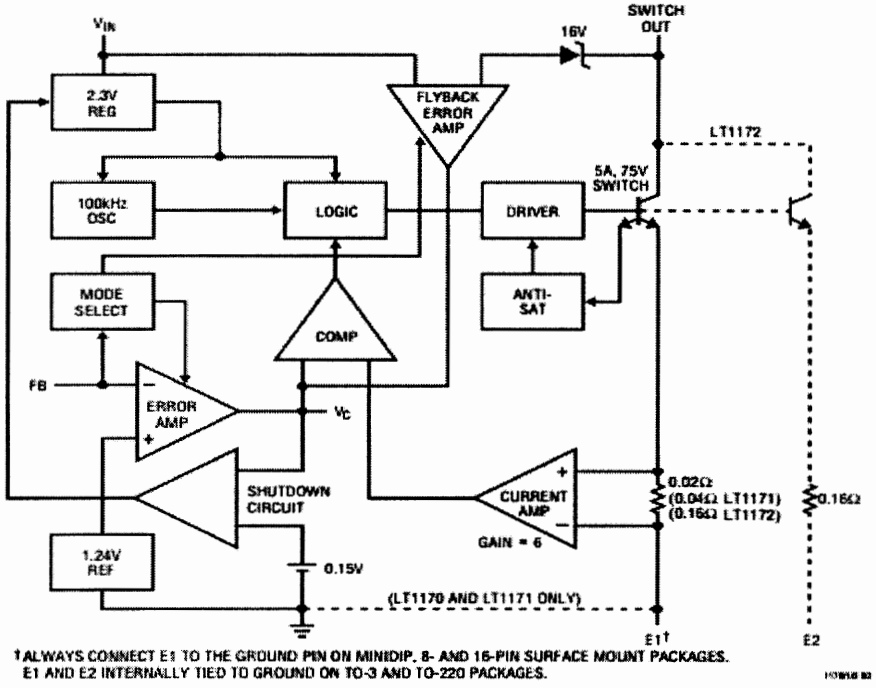

FIGURA 16 DIAGRAMA EN BLOQUES DEL LT1172

El ciclo de trabajo del switch es directamente controlado por la corriente del mismo, y no por la tensión de salida. El switch se pone en "on" al principio de cada ciclo de oscilación. Se pone en "off" cuando la corriente en el switch llega a un nivel predeterminado. El control de la

tensión de salida se efectúa a través del uso de un amplificador sensor de error que setea el nivel de corriente de disparo. Este método tiene algunas ventajas. Tiene una respuesta inmediata a variaciones en la tensión de entrada. Reduce los 90º de margen de fase a las frecuencias medias en el inductor que almacena energía. Esto simplifica la compensación de frecuencia a lazo cerrado bajo una gran variedad de voltajes de entrada o condiciones de carga. Finalmente, proporciona un simple limitador de corriente pulso a pulso para maximizar la protección del switch bajo sobrecargas o cortocircuitos.

Una pequeña caída de tensión interna proporciona una fuente de 2.3V para toda la circuitería interna del LT1172. Esta pequeña caída permite variar el voltaje de entrada de 3V a 60V sin cambios en la performance del dispositivo.

Un oscilador de 100kHz es el reloj básico para toda la sincronización interna. Este pone en "on" al switch mediante cierta lógica electrónica y un driver. Un circuito de anti saturación detecta la saturación en el switch y ajusta instantáneamente el controlador de corriente para limitarla. Esto minimiza la disipación en el driver y provee un rápido apagado del switch.

CONSIDERACIONES TÉRMICAS

La baja corriente de alimentación y la alta eficiencia en el switch permiten trabajar sin un disipador de calor en la mayoría de las aplicaciones cuando se selecciona el encapsulado TO-220 o TO-3. Para el caso del encapsulado de 8 pines N8 PDIP, el cual se utilizó para este diseño, se deben tener en cuenta algunas consideraciones para asegurar que el peor caso de voltaje de entrada y corriente de carga no causen excesivas temperaturas. Las siguientes fórmulas se pueden usar de guía para calcular la disipación de potencia del LT1172.

- Corriente media de alimentación: $I_{in} \cong 6mA + I_{sw}(0.004 + D/40)$
- Disipación de potencia del switch: $P_{sw} = (I_{sw})^2 R_{sw} D$
- Disipación total de potencia: $P_{D(total)} = I_{in} V_{in} + P_{sw}$

Esta potencia se multiplica por la resistencia térmica del encapsulado: $\Theta_{JA} = 100ºC/W$ y se obtiene el aumento de temperatura correspondiente. A partir de este dato se concluye que la temperatura ambiente debe ser menor a la temperatura máxima de juntura menos el aumento. La R_{sw} en el LT1172 no supera 1Ω.

Para el caso de la fuente de 34V Isw≅100mA y D=0.58:

$$P_{sw} \cong 5.8mW \; ; \; P_{D(total)} = 7.85mA \; 12V \; + \; 5.8\text{mW} = 0.1\text{W}$$

Para la fuente de 200V Isw≅100mA y D=0.94:

$$P_{sw} \cong 9.6mW \; ; \; P_{D(total)} = 8.8mA \; 12V \; + \; 9.6\text{mW} = 0.12\text{W}$$

El aumento de temperatura será $100ºC/W$ veces 0.1W, es decir 10ºC para la de 34V, y 12ºC para la de 200. La temperatura ambiente no debe superar los 88ºC. A partir de estos resultados se concluye que este encapsulado es apropiado para esta aplicación. Se muestra un esquema del encapsulado y la asignación de pines:

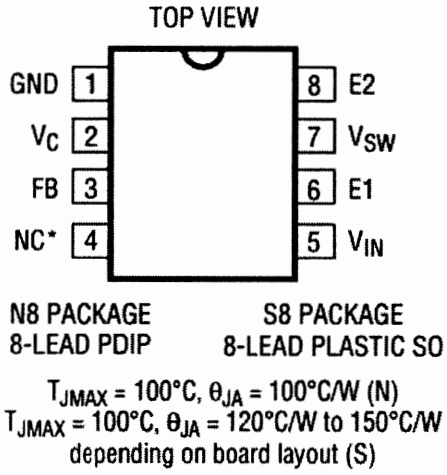

FIGURA 17 ASIGNACIÓN DE PINES DEL LT1172

ELECCIÓN DE LOS COMPONENTES PARA LA FUENTE DEL PRM900C

En esta sección se explicará el proceso de selección de los valores de los componentes y los factores que se tuvieron en cuenta. En principio se muestra un diagrama del circuito a utilizar:

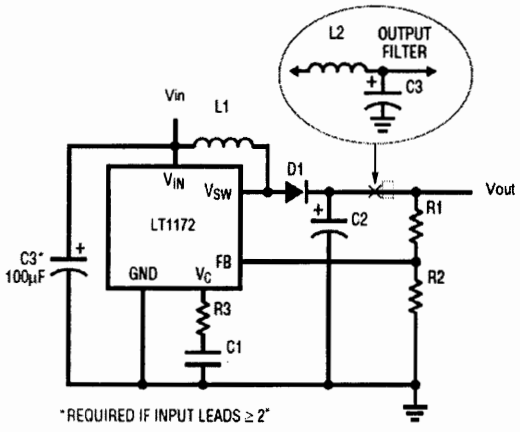

FIGURA 18 FUENTE 28V

El primer paso fue elegir R1 y R2 para determinar la tensión de salida:

El fabricante nos proporciona una ecuación para calcular R1 en función de R2. Las consideraciones que se hacen son que R2 esté en el rango de 300Ω a 10kΩ. Teniendo en cuenta la tensión de referencia del pin fb, V_{ref}= 1.244V, la corriente sobre R2 será igual a V_{ref}/R2.

$$R_1 = R_2\left(\frac{V_{out}}{1.244V} - 1\right)$$

Para facilitar los cálculos se tomó V_{OUT} = 28.612V y R2 = 10kΩ. Por lo que el valor elegido para R1 es 220kΩ.

- El segundo paso fue elegir el valor de la inductancia. Para este componente se contaba con un inductor modelo RFS1317-225KL de la marca Coilcraft. El proceso fue definir las limitaciones para L y así establecer si el componente con el que se contaba cumplía o no con las especificaciones. Se muestra una tabla con las especificaciones del componente disponible:

TABLA 4 CARACTERÌSTICAS DEL INDUCTOR

Nombre	Inductancia ±10%	DCR max [Ω]	SRF Typ [MHz]	Isat [A]			Irms [A]	
				10% Drop	20% Drop	30% Drop	20ºC Rise	40ºC Rise
RFS1317-225KL	2.2mH	2.01	0.496	0.56	0.69	0.77	0.45	0.62

Como se vio en la teoría de conversores elevadores, el límite para que la corriente mínima sobre el inductor sea cero estaba dado por:

$$L_{min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f}$$

Tomando $D = \frac{V_{out}-V_s}{V_{out}}$, $R = \frac{V_{out}}{I_{out}}$, $V_{out} = 28.612V$, $I_{out} = 20mA$, $V_s = 12V$ y $f = 100kHz$:

$$L_{min} = \frac{V_s^2(V_{out}-V_s)}{2fI_{out}V_{out}^2} = 730\mu H$$

A su vez, vimos que el inductor no se debe saturar con la I_{max} que tendrá que soportar. Esta corriente se calcula como se vio antes:

$$I_{max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} + \frac{V_s DT}{2L}$$

Esta misma expresión, el fabricante nos la da en función de V_{out}, V_{in}, I_{out}, R_{on}, L, f y V_f, siendo R_{on} la resistencia que presenta el switch en su estado "on" cuyo valor no supera 1Ω, siendo V_f el voltaje directo del diodo que se toma 0.6V, y siendo f=1/T=100kHz:

$$I_{max} = I_{out}\frac{(V_{out}+V_f)-(I_{out}V_{out}R_{on}/V_{in})}{(V_{in}-I_{out}V_{out}R_{on}/V_{in})} + \frac{V_s(V_{out}-V_s)}{2LfV_{out}} = 0.065A$$

A partir de estos resultados se concluye que el componente disponible es adecuado para esta aplicación.

- El siguiente paso es elegir el capacitor de salida C2 y decidir si usar o no un filtro pasa bajos adicional.

Habíamos visto que una restricción para la elección de este componente era en el valor del ripple de la tensión de salida. Cuya expresión, teniendo en cuenta la ESR quedaba:

$$\Delta V_o = \Delta V_{o,C} + \Delta V_{o,ESR} = \frac{DV_o}{RCf} + \Delta i_C r_C$$

Habíamos dicho que la ESR era el factor predominante en el valor del rizado de tensión de salida. El fabricante nos propone un proceso de diseño en el cual se determina que la contribución al rizado debida a la reactancia del capacitor sea menor que un tercio del valor pico a pico del ripple, este criterio deja un 67% del ripple libre para atribuirlo a la ESR. A partir de esto se da una cota máxima para el valor de ESR y un criterio para la elección de C2. Tomando V_{p-p}= 20mV <0.1%V_{out}

$$C2 \geq \frac{V_{out} I_{out}}{f(V_{in} + V_{out})(0.33V_{p-p})} = 22\mu F \qquad ESR_{max} = r_{c,max} = \frac{0.67V_{p-p}V_{in}}{I_{out}(V_{in} + V_{out})} = 0.2\Omega$$

Con estas exigencias no haría falta colocar un filtro a la salida ya que eligiendo C2 = 470uF se obtiene un buen ripple y no es un valor demasiado elevado.

Sin embargo se hará el cálculo de un filtro de salida, por si se desea disminuir aún más el valor del rizado. La atenuación del ripple de salida causada por el filtro se puede calcular de la siguiente manera, siendo R_F la ESR del capacitor utilizado para construir el filtro:

$$\frac{V_{OUT(p-p)}}{V_{p-p}} = \frac{D(1-D)R_F}{fL2}$$

Se debe tener en cuenta que para no afectar el margen de fase, el producto L2*C3<<L1*C2. Tomando L1 = 2.2mH, C2 = 470uF, L2 = 10uH, C3= 220uF y R_F = 0.2Ω:

$$\frac{V_{OUT(p-p)}}{V_{p-p}} = 0.05 = 20:1$$

Con estos valores se reduciría en un radio de 20 a 1 el ripple a 100kHz. Las componentes armónicas se atenuarán aún más.

- El siguiente paso es elegir el diodo. Debe ser rápido, por lo que se recomienda que sea del tipo Schottky. En el caso de tensiones altas de salida, la eficiencia no influye mucho y se pueden usar diodos rápidos de silicio, los cuales son más económicos.

Si son lentos tendrán un transitorio con un voltaje alto de hasta las decenas de volts que se debe sumar a V_{out} para calcular el peor caso. Para minimizar este voltaje transitorio de conmutación, el cableado de C2 y D1 debe ser corto y cercano al integrado. El cableado de C2 tiene que ser corto también por otra razón que son los picos de tensión a la salida causados por la inductancia parásita del mismo.

El diodo elegido es el modelo 1N4148, cuyas especificaciones se muestran a continuación, junto con otros modelos que también cumplen con las características especificadas:

TABLA 5 POSIBLES MODELOS PARAD1

Modelo	VRRM [V]	Corriente Promedio Io [A]	Vfmax [V]	IFSM [A]
1N4148	75	0.15	1	-
1N5819	40	1	0.6	25
50SQ060	60	5	0.52	290
SB560	60	5	0.7	250
MBR360	60	3	0.74	80

- El siguiente paso fue elegir R3 y C1. Estos componentes están dedicados a realizar la compensación de frecuencia. El fabricante otorga un método práctico, pero en primera instancia, valores de 1kΩ para R3 y 2.2uF para C2 aseguran la estabilidad del sistema (Ver "Compensación de frecuencia" AN19 – Linear Technologies).

Por último fue necesario agregar una protección contra cortocircuitos ya que esta configuración no está protegida contra estos modos de funcionamiento. El integrado soporta hasta 5A. La solución más simple fue colocar un fusible con la tensión de entrada cuyo cálculo se mostrará más adelante. Además del fusible, se colocó un diodo conectado al pin Vc el cual apagará el regulador en caso de cortocircuito.

Con todas estas consideraciones, el circuito final, con los valores correspondientes es el siguiente:

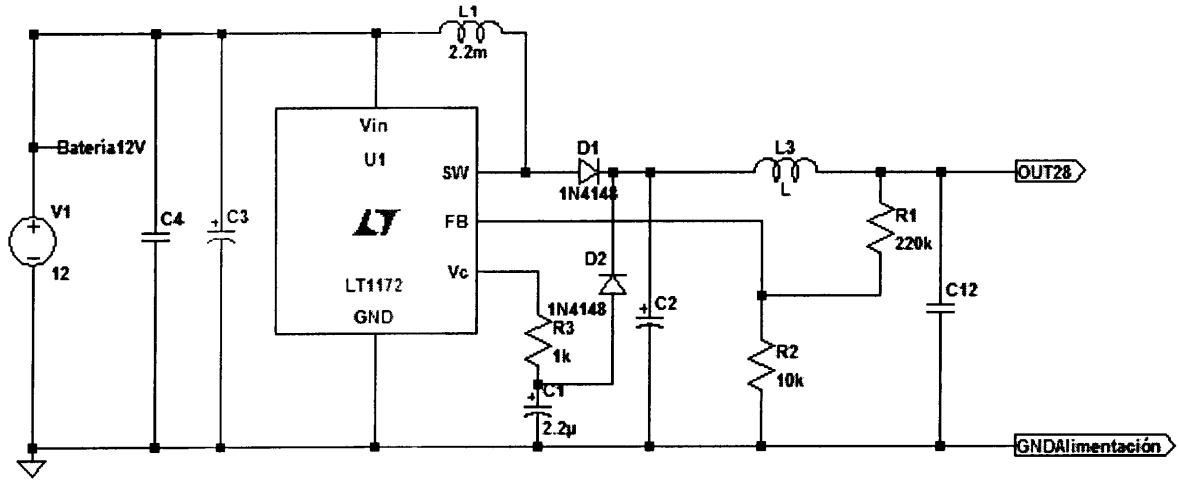

FIGURA 19 CIRCUITO FUENTE 28V

TABLA 6 LISTA DE COMPONENTES FUENTE 28V

Lista de componentes			
R1	220k	C12	220uF
R2	10k	U1	LT1172
R3	1k	D1	1n4148
C1	2.2uF	D2	1n4007
C2	470uF	L1	RFS1317-225KL
C3	10uF	L3	10uH
C4	100nF		

ELECCIÓN DE LOS COMPONENTES PARA EL 2560

Para este circuito se eligió la configuración conversor elevador al igual que en la fuente del preamplificador, haciendo algunas consideraciones para superar tanto las limitaciones del mismo como las exigencias del diseño.

Debido a que el micrófono está diseñado para realizar mediciones de niveles sonoros con alta sensibilidad y precisión, es necesario que el rizado de tensión a la salida sea mínimo, del orden de los 100uV. A su vez necesita una polarización de 200V, con lo que se deben hacer algunas modificaciones para que el circuito la soporte.

El circuito propuesto es el siguiente:

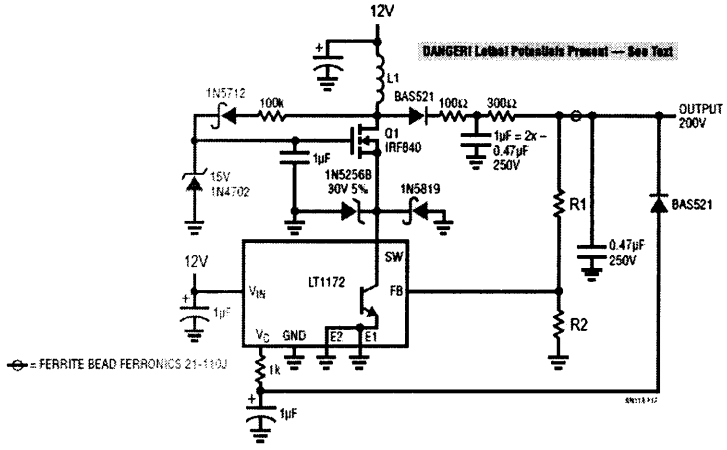

FIGURA 20 FUENTE 200V

El cartel de peligro se coloca ya que en este circuito están presentes altos voltajes, con lo que hay que tomar precauciones a la hora de trabajar con el mismo. Se detallan los pasos seguidos para la elección de los componentes:

- Eligiendo R2 = 6.8kΩ y siendo Vout=200V se calcula R1 para fijar la regulación de tensión a la salida:

$$R_1 = R_2\left(\frac{V_{out}}{1.244V} - 1\right) = 1M\Omega$$

- En este circuito se coloca Q1, un dispositivo de alto voltaje, entre el LT1172 y el inductor. Esto le permite al regulador controlar el alto voltaje de switching en Q1 sin someterse a dicha tensión. Q1 opera como cascode con el switch interno del regulador, resistiendo los picos de tensión generados en el inductor.
- Los diodos asociados con la fuente de Q1 cumplen la función de proteger al integrado de los picos de tensión generados por el inductor que llegan desde la capacidad de juntura de Q1. Luego, el alto voltaje se rectifica y se filtra mediante el diodo y la capacidad de salida.
- La perla de ferrite y las resistencias de 100Ω y 300Ω agregan eficiencia en el filtrado de altas frecuencias.
- La resistencia de 100kΩ conectada al gate de Q1 asegura la saturación del transistor para su correcto funcionamiento como interruptor.
- El diodo a la salida provee una protección contra cortocircuito apagando el regulador si la tensión de salida accidentalmente es llevada a tierra.

Realizando cálculos similares a la fuente del PRM900C podemos calcular los demás componentes:

- Para el inductor, una cota inferior para el valor de la inductancia es teniendo en cuenta el funcionamiento en corriente permanente. Tomando Vs = 12V, Vout= 200V e Iout = 10mA:

$$L_{min} = \frac{V_s^2(V_{out} - V_s)}{2fI_{out}V_{out}^2} = 338\mu H$$

A su vez se calcula la corriente que este componente deberá soportar:

$$I_{max} = I_{out}\frac{(V_{out} + V_f) - (I_{out}V_{out}R_{on}/V_{in})}{(V_{in} - I_{out}V_{out}R_{on}/V_{in})} + \frac{V_s(V_{out} - V_s)}{2LfV_{out}} = 0.025A$$

Con lo que nuevamente se concluye que el inductor modelo RFS1317-225KL marca Coilcraft, es adecuado para esta aplicación.

- En cuanto al diodo, el fabricante recomienda el uso del modelo BAS521. Se utilizó el modelo SF26 el cual cumple con ser rápido y soportar la tensión de salida. A continuación se muestran posibles reemplazos para este componente:

TABLA 7 POSIBLES MODELOS PARA EL DIODO

Modelo	VRRM [V]	Corriente Promedio Io	Tiempo de Recuperación [ns]	Vfmax [V]
SF26	400	2	35	1.25
BAS521	300	250mA	50	1.1
RP104	400	1	150	1.3
MUR160	600	1	25	0.87
1N4937	600	1	200	1.2

El circuito final junto con la lista de componente se muestra a continuación:

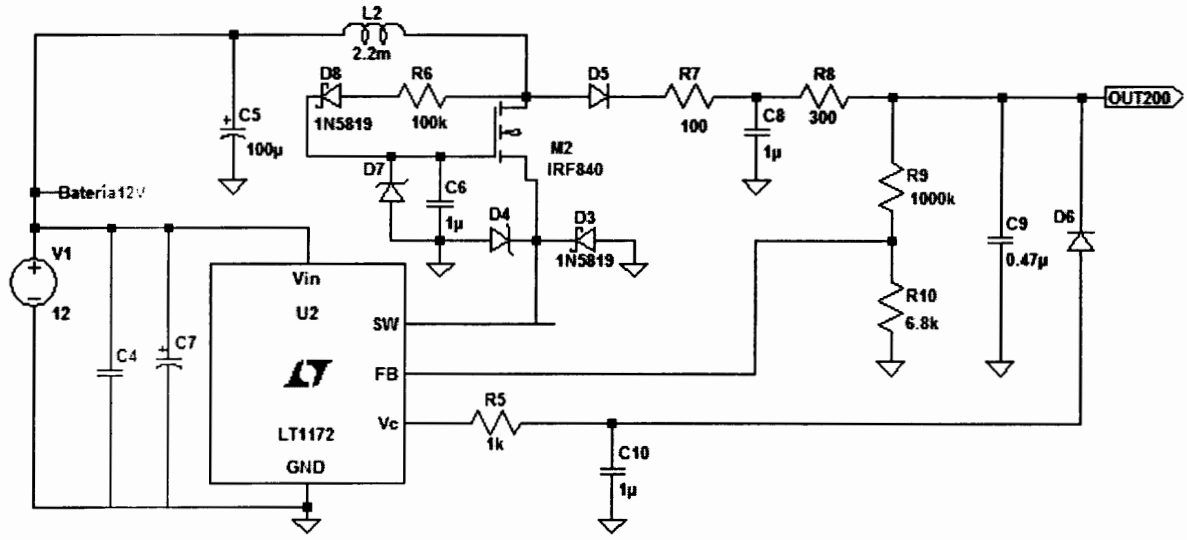

FIGURA 21 CIRCUITO FUENTE 200V

TABLA 8 LISTA DE COMPONENTES FUENTE 200V

Lista de Componentes							
R5	1k	C4	100nF	**C10**	1uF	**D4**	C30, zener 30V
R6	100k	C5	100uF	**M2**	IRF840	**D5**	SF26
R7	100	C6	1uF, 250V	**U2**	LT1172	**D6**	SF26
R8	300	C7	10uF	**L2**	RFS1317-225KL	**D7**	1N966B, zener 15V
R9	1M, 1%	C8	1uF	**D3**	1N5819	**D8**	1N5819
R10	6.8k, 1%	C9	0.47uF, 250V				

ETAPA DE ACONDICIONAMIENTO

Debido a que la señal de audio generada por el micrófono será inyectada en la entrada de una placa de audio modelo Audiophile USB marca M-Audio, para su conversión a un formato digital, se hace necesaria una adaptación de niveles de tensión. La señal de audio analógica podría superar los niveles máximos de tensión admitidos por la placa de audio, por lo que habrá que atenuar la señal para ciertos niveles de presión sonora y agregar protecciones. Por otro lado, es deseable obtener la mejor resolución posible en las mediciones a realizar. Debido al gran rango dinámico de las señales de audio, tendremos en ciertas ocasiones niveles de tensión demasiado bajos que habrá que amplificar.

Esta etapa entonces, deberá cumplir con los siguientes requisitos: Ganancia variable, protecciones a sobretensiones y bajo nivel de ruido. Dadas estas condiciones, se optó por la utilización de un amplificador de instrumentación. A continuación se hace un análisis más detallado de las especificaciones que debe cumplir este bloque.

Se procederá a realizar un listado de los principales parámetros de diseño con los que se cuenta. Como se ha mencionado anteriormente, el micrófono a utilizar en este sistema es el modelo 2560 marca Larson Davis, cuya sensibilidad es de 45.2mV/Pa y el ruido térmico que este provoca es de 15dB. Asimismo, el preamplificador utilizado es el modelo PRM900C marca Larson Davis, cuya ganancia es de -0.08dB típicamente y el ruido que este adiciona es menor a $4.7uV_{rms}$ de 20Hz a 20kHz. Por último, la placa de audio a utilizar soporta niveles de tensión de hasta ±2dBV ($\pm 1.25V_{rms}$).

Se tomará como valor máximo de tensión eficaz a la entrada de la placa 1.2V. Para proteger a la placa de audio de sobretensiones, se colocarán diodos zener en derivación a la entrada de la misma de tensión de ruptura igual a 1.2V*1.41 = 1.7V. De forma similar se protegerá al amplificador de instrumentación. Más adelante se detallarán estos arreglos.

A continuación se muestra el cálculo del mayor nivel de presión sonora que será posible medir sin la necesidad de realizar una atenuación, teniendo en cuenta el nivel máximo de tensión mencionado anteriormente y la ganancia del preamplificador igual a 0.99 veces:

$$P_{max} * \frac{45.2mV}{Pa} = 1.2V/0.99 \rightarrow P_{max} = 26.8Pa = 122.5\text{dB SPL}$$

Las mediciones realizadas en este laboratorio no suelen superar estos niveles de presión, por lo que se decidió que no será necesario implementar una etapa atenuadora.

Por otra parte, teniendo en cuenta el ruido del preamplificador, $4.7uV_{rms}$ de 20Hz a 20kHz, es demandante que el amplificador de instrumentación utilizado adicione un ruido menor al mencionado anteriormente. En general, el ruido a la entrada está especificado en unidades de V/sqrt(Hz) y es proporcional a la ganancia del amplificador. A continuación se describe la condición que debe cumplir e_{ni}, voltaje de ruido a la entrada, teniendo en cuenta un ancho de banda de 20Hz a 20kHz:

$$e_{ni} < \frac{4.7\mu V}{\sqrt{20kHz - 20Hz}} = 33.25nV/\sqrt{Hz}$$

Este nivel de ruido es normalmente alcanzado por los amplificadores de instrumentación que se encuentran en el mercado.

Teniendo en cuenta los requerimientos mencionados previamente, se llegó a una lista de posibles componentes a utilizar, todos ellos amplificadores de instrumentación integrados. En la siguiente tabla se muestran estos modelos y sus principales características:

TABLA 9 POSIBLES MODELOS PARA EL AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN

INA217AIP (Texas Instruments)
• PDIP8; 1 Canal; Vs: 9-36V; Ganancia 1 a 10000
• Ruido @ 1kHz = 1.3 nV/rt(Hz); CMRR min 100 dB
AD620ANZ/ AD620AN (Analog Devices)
• PDIP8; Vs: ±2.3-±18V; Ganancia 1 a 10000
• Ruido @ 1kHz = 9 nV/rt(Hz); CMRR min 100 dB
INA118P/ INA118PB (Texas Instruments)
• PDIP8; 1 Canal; Vs: 2.7-36V; Ganancia 1 a 10000

• Ruido @ 1kHz = 10 nV/rt(Hz); CMRR min 107dB
AD623ANZ (Analog Devices)
• PDIP8; Vs: 3-12V; Ganancia 1 a 1000
• Ruido @ 1kHz = 35 nV/rt(Hz); CMRR min 90 dB
INA122P/ INA122PA (Texas Instruments)
• PDIP8; 1 Canal; Vs: 2.2-36V; Ganancia 5 a 10000
• Ruido @ 1kHz = 60 nV/rt(Hz); CMRR min 83 dB

AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN AD620AN

Finalmente se decidió utilizar el circuito modelo AD620AN de la marca Analog Devices para esta aplicación. Este es un amplificador de instrumentación de bajo costo y alta precisión que requiere sólo una resistencia externa para configurar ganancias de 1 a 10000. Otra característica interesante de este dispositivo es que consume como máximo 1.3mA de la corriente de la fuente, haciéndolo apropiado para aplicaciones como esta, donde la fuente es una batería. La ilustración que sigue muestra un diagrama en bloques del AD620:

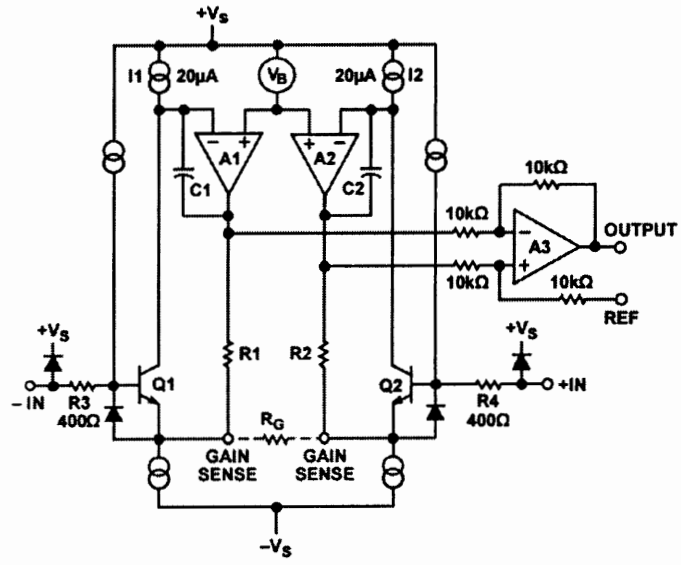

FIGURA 22 DIAGRAMA EN BLOQUES DEL AD620

Los transistores de entrada Q1 y Q2 proveen una entrada diferencial, mientras que la realimentación a través de los lazos Q1-A1-R1 y Q2-A2-R2 mantiene constantes sus corrientes de colector. De esta forma es posible configurar la tensión de entrada a través de la resistencia externa Rg, creando una ganancia diferencial desde la entrada hasta las salidas de A1 y A2 igual a G = (R1 + R1)/Rg + 1. El siguiente bloque A3, de ganancia unitaria, se encarga de remover cualquier señal de modo común, posibilitando una salida simple referenciada al potencial del pin REF.

La siguiente ecuación muestra cómo queda la ganancia del amplificador en función de la resistencia Rg:

$$G = \frac{49.4k\Omega}{R_G} + 1 \rightarrow R_G = \frac{49.4k\Omega}{G-1}$$

A continuación se muestra una tabla con los valores de tensión a la entrada de la etapa según los valores de presión en dB de la señal de audio:

TABLA 10 VALORES DE TENSIÓN SEGÚN NIVELES DE PRESIÓN

Señal de audio (dB)	Tensión a la entrada Vi(Vrms)	Vi*1,41 (V)
122,5	1,21	1,70
120	0,90	1,28
100	0,09	0,13
80	9,04E-03	1,28E-02
60	9,04E-04	1,28E-03
40	9,04E-05	1,28E-04
20	9,04E-06	1,28E-05

Teniendo en cuenta estos valores, se definen tres rangos de señales y por consiguiente tres ganancias. Para los niveles de hasta 120dB, se dispondrá de una ganancia unitaria G1=1 o 0dB. Para niveles hasta 80dB la ganancia será de G2=100 veces o 20dB. Por último, para niveles hasta 60dB, se dispondrá una ganancia de G3=1000 veces o 40dB. Con estas consideraciones y sabiendo de antemano las características del sonido a medir, el usuario del sistema podrá elegir eficazmente una ganancia para esta etapa de modo tal de poder medir lo más a fondo de escala posible.

Para estos valores de ganancia las R_G necesarias son: R_{G1} = Pines desconectados, R_{G2}=498.98Ω, y R_{G3}=49.45Ω. Se usarán los valores comerciales 470Ω y 47Ω respectivamente quedando las ganancias G2 = 105.1 (40.4dB) y G3 =1051(60.4dB)

El terminal de referencia define el nivel cero de tensión a la salida y es especialmente útil cuando la carga no comparte la tierra con el resto del sistema. Es nuestro caso es así, ya que el preamplificador es polarizado con una fuente simple de 28.612V. Esto provoca que la señal de audio tenga su tierra en el punto medio de esta tensión, es decir en 14.306V.

En cuanto a las protecciones a la entrada del AD620, para voltajes de entrada superiores a los de alimentación, se colocaron diodos con baja corriente inversa de saturación, conectados a la fuente, tal y como se muestra en la siguiente imagen. Otra medida fue alimentar el amplificador de instrumentación con la misma fuente que se utilizó para el PRM900C.

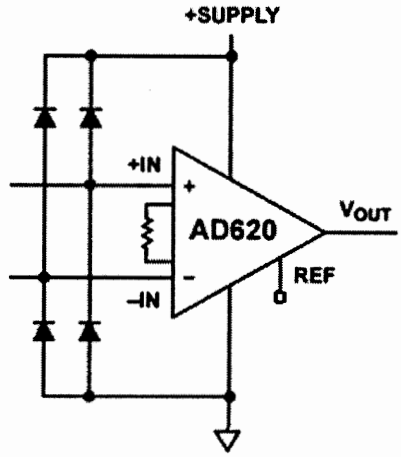

FIGURA 23 PROTECCIÓN CON DIODOS PARA VOLTAJES DE ENTRADA SUPERIORES A LOS DE ALIMENTACIÓN

Debido a que se utiliza una fuente simple para alimentar al AD620 (28,6V), y a que la salida del PRM900C tiene un valor medio de 14,3V aproximadamente, es necesario filtrar esta compenente de tensión continua. Para ello se utiliza un filtro RC. La frecuencia de corte de este filtro debe ser inferior a la menor frecuencia audible, es decir 20Hz. A continuación se muestra este arreglo:

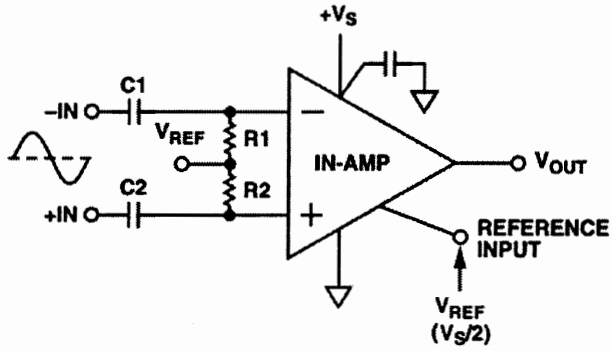

FIGURA 24 FILTRO RC A LA ENTRADA DEL INAMP

Para la selección de los valores de los componentes, se buscó una frecuencia de corte de 2Hz. Se utilizaron capacitores de 100nF cerámicos para no tener problemas con la polarización de los mismos y mantener un tamaño razonable en los componentes. Para la resistencias se utilizaron los valores de 1MΩ al 1% para lograr que tanto las frecuencias de corte de C1-R1 y C2-R2 sean iguales.

Otra cuestión fue el voltaje del pin de referencia. Al usar una fuente simple, es necesario que el voltaje de este pin se encuentre en un valor medio de la tensión de alimentación. Esto es debido a que la señal de salida no puede superar la tensión de alimentación ni estar por debajo de tierra. Una cosa importante a tener en cuenta es que este pin debe estar conectado a

una salida de baja impedancia, condición que un divisor resistivo no cumple. De acuerdo con estos requerimientos, el arreglo propuesto fue el siguiente:

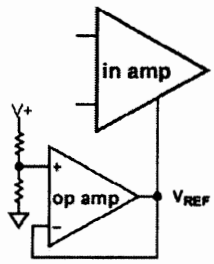

FIGURA 25 MANEJO DE LA TENSIÓN DE REFERENCIA

El circuito final y la lista de componentes de esta etapa se muestra en la figura siguiente:

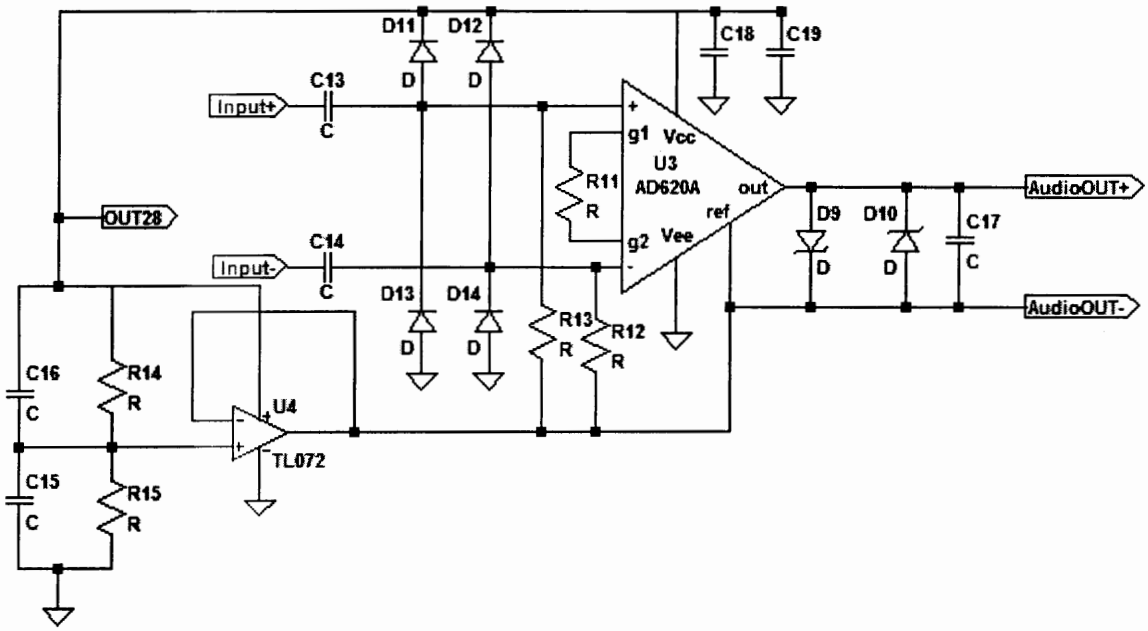

FIGURA 26 CIRCUITO ETAPA DE ACONDICIONAMIENTO

TABLA 11 LISTA DE COMPONENTES PARA ETAPA DE ACONDICIONAMIENTO

Lista de Componentes							
R11	NC-470-47	**C14**	100nF	**D9**	Zener 1.7V	**U3**	AD620A
R12	1M	**C15**	100nF	**D10**	Zener 1.7V	**U4**	TL072
R13	1M	**C16**	100nF	**D11**	1N4007		
R14	220k	**C17**	10uF	**D12**	1N4007		
R15	220k	**C18**	100nF	**D13**	1N4007		
C13	100nF	**C19**	10uF	**D14**	1N4007		

CIRCUITO COMPLETO

Luego de diseñar y verificar el buen funcionamiento de cada una de las etapas previas, se procedió a implementar un circuito que integre todo el sistema.

Entonces, el sistema implementado se compone de dos fuentes switching, una de 200V y otra de 28,6V, ambas alimentadas con la misma batería de 12V; Micrófono y Pre Amplificador Larson-Davis polarizados con dichas fuentes; Etapa de acondicionamiento polarizada con la fuente switching de 28,6V, cuya entrada es la salida del PRM900C.

A su vez, se agregó un fusible para protección contra corto circuitos y un diodo LED para indicar los estados de prendido y apagado.

Para calcular el fusible se paso a calcular las corrientes demandadas por las dos fuentes. Para el caso de la fuente de 200V: $V_{out} = 200V$; $I_{out} = 20mA$; $V_{in} = 12V$ $I_{in} = \frac{V_{out}I_{out}}{V_{in}} = 333mA$. En cuanto a la fuente de 28,6V $V_{out} = 28{,}6V$; $I_{out} = 20mA$; $V_{in} = 12V$ $I_{in} = \frac{V_{out}I_{out}}{V_{in}} = 50mA$. Como precaución, se colocó un fusible rápido de 1A, 250V.

Debido a que la batería alimenta no sólo a esta fuente sino que a todo el sistema diseñado, el cálculo del valor del fusible se mostrará más adelante. Además del fusible, se colocó un diodo conectado al pin Vc el cual apagará el regulador en caso de cortocircuito.

A fines prácticos, se muestra a continuación una imagen del circuito impreso resultante y un esquema de las pistas:

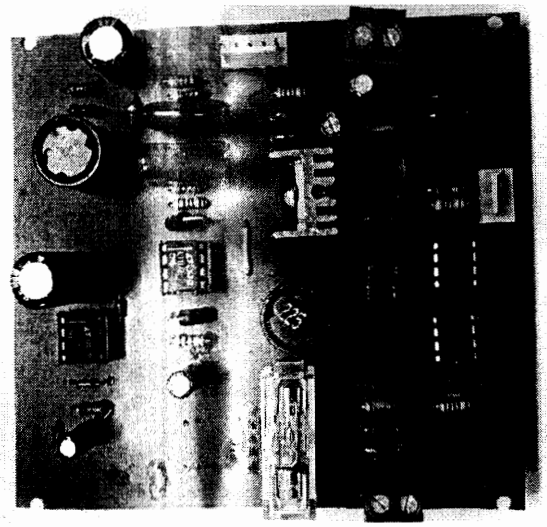

FIGURA 27 CIRCUITO FINAL

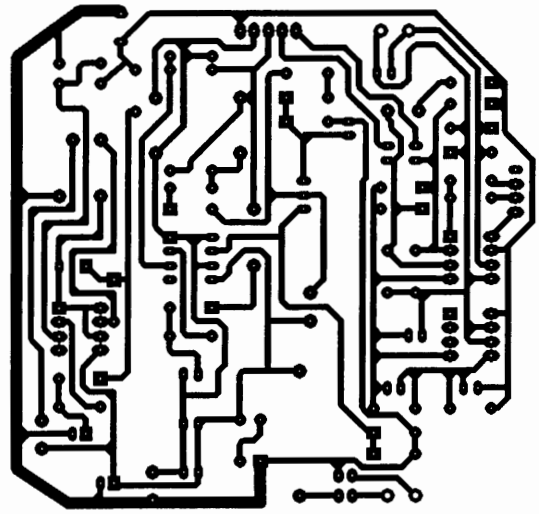

FIGURA 28 PISTAS DEL CIRCUITO FINAL

CONCLUSIONES

Este proyecto cumplió sus objetivos en el sentido de iniciar mis estudios en ingeniería electrónica aplicada a la acústica y a la medición de ruido. Se logró un estudio satisfactorio de instrumentos de medición de parámetros acústicos disponibles en el laboratorio, desde sus características externas, como son las partes que lo componen y las diferentes protecciones con las que cuenta, hasta su composición a nivel circuito. Este último aspecto se investigó aún más ante el desafío de diseñar un sistema propio.

A su vez, al pasar a la etapa más práctica del proyecto, pude mejorar mis habilidades en la utilización de instrumentos y herramientas específicas de la electrónica, como el osciloscopio, el multímetro, los diferentes software de simulación, armado de circuitos impresos, edición de audio, etc. Por otra parte, fue instructivo en cuanto a la organización y gestión de un trabajo. Al momento de llevar a la práctica el proyecto, se presentaron problemas de distinta índole, que en la teoría no aparecían. Desde la selección de un modelo de componente a utilizar, confirmar su disponibilidad y adquirirlo, la fabricación de la caja contenedora del sistema, su tamaño, la ubicación de los distintos terminales, el diseño de las tapas, la fabricación del sistema, impresión de las pistas en una plaqueta, agujereado de la misma, soldado de los componetes, hasta la detección de problemas relacionados con las altas frecuencias de conmutación y la importancia de un buen diseño de los caminos del circuito.

BIBLIOGRAFÍA

- Hart, Daniel W - Electrónica De Potencia
- AN19 – Nota de Aplicación de Linear Technologies
- A Designer's Guide To Instrumentation Amplifiers by Charles Kitchin and Lew Counts – Analog Devices
- AN202 – Nota de Aplicación de Analog Devices
- Pallás-Areny, Ramón y Websterm John G. – Analog Signal Processing